

전압 적분 제어법에 의한 DC-DC 컨버터

正會員 李 鉉 雨* 正會員 徐 基 永*

DC-DC Converter for Integrated Voltage Control Method

Hyun Woo Lee*, Ki Young Suh* *Regular Members*

요 약

전력변환 시스템은 양방향의 컨버터가 필요하다. 스위칭 레귤레이터 기술의 분야에 있어 절연형 양방향 컨버터의 특징으로서는 여분의 전력을 진원측으로 반환하는 것에 의하여 리액터에 축적된 에너지에 의한 전압의 상승을 억제할 수 있는 것이 보고되어 있다.

또한 전원 시스템에서 전기적 절연에 대한 절연특성이 요구될때 절연에 대해 가장 적합한 부위는 직류 링크부이다. 직류부에서의 변압기는 높은 반복주파수를 사용하면 소형화 할 수 있는 이점이 주어진다.

본 논문은 전력변환 시스템용으로서 전압적분치 제어방식에 의해 절연형 양방향 DC-DC 컨버터를 제안한다. 적분치 제어를 이용하면 시스템 구성이 간단하고, 제어오차가 적으며 빠른 출력응답을 얻을 수 있다.

Abstract

Power conversion system generally requires bidirectional converter. A storage energy of reactor is suppressed by regeneration of surplus electric energy in converter to power source.

When an electric isolation in the power conversion system is required, the most suitable position for the isolation is the DC-Link part. A transformer in the DC part is minimized because of high repetition frequency.

This paper proposes that power conversion system becomes bidirectional DC-DC converter with electric isolation by intergrated voltage control method. It is intergrated voltage control that makes system construciton simple, has control errow little quantity ans gets output response quick. And the power-switches which should be operated is selected automatically without a detection of the current-direction.

*慶南大學校 電氣工學科
Dept. of Electrical Engineering, Kyungnam Nat'l Univ.
論文番號 : 93-160

I. 서 론

상용교류와 교류전동기 등 두개의 교류계를 결합하는 교류-교류 전력변환 시스템은 사이크로 컨버터와 컨버터-직류링크-인버터 시스템으로 크게 두 가지로 나눌 수 있다. 그러나 일반적으로 교류를 교류로 변환하는 시스템은 후자에 해당되는 PWM 컨버터, 직류 초퍼 그리고 PWM 인버터로 구성된다.

이러한 전력변환 시스템 구조에서 일반적으로 양방향의 컨버터가 필요하다. 스위칭 레귤레이터 기술의 분야에 있어 양방향 컨버터의 특징으로서 여분의 전력을 전원측으로 반환하는 것에 의하여 리액터에 축적된 에너지에 의한 전압의 상승을 억제할 수 있는 것이 보고되어 있다.⁽¹⁾⁻⁽⁴⁾

그리고 전기적 절연에 의한 효율의 증대, 변압비 및 제어 성능 향상, 보호회로 구분 등의 절연특성이 요구될 때 가장 적합한 절연 부위는 직류 링크부이다. 즉, 컨버터의 입력부와 인버터의 출력부는 두 부분 모두 낮은 주파수이므로 큰 규모의 절연 변압기가 필요하게 되지만, 직류부에 설치한 절연 변압기는 높은 반복 주파수이므로 소형화할 수 있다. 더욱이 최근 전력 초퍼와 스위칭 레귤레이터 기술의 진보는 고속, 고정밀로 직류전압을 제어한다.⁽⁵⁾⁻⁽⁶⁾

본 논문에서는 스텝 다운/업 초퍼를 기본으로 하여 절연변압기 사용으로 전기적 절연의 양방향 직류-직류 컨버터에 대한 새로운 제어기술을 제안하였다.

그리고 적분치 제어 방식에 의해 세팅전압과 검출 전압과의 차이 전압인 에러전압을 적분하여 비교기를 통해 제어신호가 선택되는 구동방식이며, 전류방향의 검출 없이 자동적으로 선택되므로 시스템 구성이 간단하고 제어오차가 적으며 빠른 출력응답을 얻을 수 있다.⁽⁷⁾⁻⁽⁹⁾

II. 직류-직류 컨버터

2.1 전력 변환 시스템

그림1은 교류-교류 전력변환 시스템을 표시한다. 일반적으로 PWM 컨버터, 직류 링크 초퍼부 그리고 PWM 인버터로 구성되어 전기기계 및 통신기계 등의 핵심부인 전원제어 장치로 부여되고 있다.

보편적으로 직류링크부는 직류전압을 조정하기 위해 직류-직류 컨버터가 사용된다.

더우기 최근 전력 초퍼와 스위칭 조절기 기술의 진보에 의하여 고속도, 고정밀성으로 직류전압의 제어를 부여해 주었으며, 높은 스위칭 주파수에 의해 고효율, 저소음화, 제어장치의 성능향상 그리고 반도체 전력변환 장치의 소형화를 초래해 주었다. 또한 직류전원의 승압과 강압을 겸비한 회로구성 즉, 스텝 다운/업 초퍼로서 제어의 범위를 넓히고 있다.

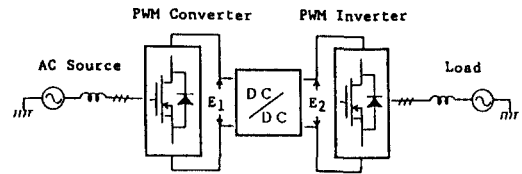


그림 1. 교류-교류 전력변환 시스템.

Fig 1. AC-AC power conversion system.

이러한 승압 또는 강압 직류-직류 컨버터에 있어서 폭 넓게 사용되고 있는 것은 에너지를 축적 또는 방출하는 리액터를 첨가한 구성에 의해 이룩된다. 그러나 이러한 형태의 컨버터들은 경부하에 대해서 출력 전압이 크게 상승하게 된다. 이러한 현상은 리액터 전류가 불연속적으로 되기 때문이다. 또한 이 경우에 있어서 과도응답은 부진하게 된다. 이러한 현상을 피하기 위해서는 리액터의 인덕턴스를 충분히 크게 설정하거나 리액터 전류가 불연속으로 되지 않는 부하 조건하에서 동작되어야 한다. 그러나 이것은 부하중대에 따른 효율의 감소와 전원장치의 규모가 커지는 문제점이 있다.

이러한 문제점을 해결하기 위해서 구동과 회생모드에 의한 양방향 직류-직류 컨버터를 제안한다. 이것은 부하측에서 초과된 전력을 전원측으로 되돌려 자기에너지로 다시 회생시키므로 리액터에 축적된 에너지에 의한 전압의 상승을 억제할 수 있으며, 부하의 범위에 제약을 받지 않는다. 더우기 리액터의 인덕턴스를 전력용 반도체 스위칭 소자의 정격 한도로 설정하면 되므로 장치의 소형화를 가져온다.

2.2 양방향 직류-직류 컨버터

전기적 절연이 없는 양방향 직류-직류 컨버터를 그림2에 표시한다. 이것은 에너지 축적 리액터를 가진 보편적인 컨버터에 트랜지스터 Tr_2 와 다이오드 D_1 을 첨가하여 구동과 회생의 양방향에 의한 스텝 다운/업

초퍼로 동작된다. 입력전압 E가 부하전압 보다 클때 그림2에 보인 회로는 스텝 다운 초퍼로써 작용하고 그리고 전류 I_s 는 Tr₁, 리액터 L 그리고 부하 R_L로 통해 흐른다.

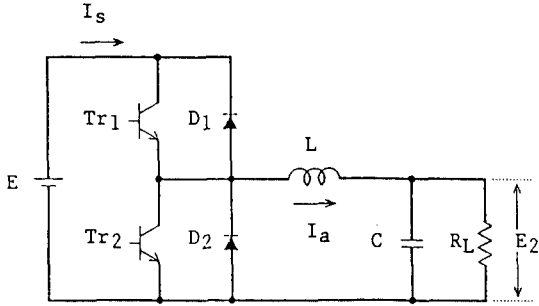


그림 2. 양방향 직류-직류 컨버터.
Fig 2. Bidirectional DC-DC converter.

트랜지스터 Tr₁이 온 되는 동안 그림2의 다이오드 D₂는 역 바이어스이고 입력전압 E는 리액터 L와 부하에 제공된다. Tr₁이 오프이면 리액터 전류는 다이오드 D₂를 통해 흐른다.

입력전압 E가 부하전압 E₂보다 적게 될때 그림2의 시스템은 스텝업 초퍼로 동작한다. 초퍼의 스텝 업 동작에서 다이오드 D₁은 Tr₂가 온 동안 역 바이어스로 된다. 입력전압 E는 다이오드 D₁이 오프에 대해 부하로부터 분리되고 리액터 L은 에너지를 축적한다. Tr₂가 오프일때 리액터 전압(Ldi/dt)과 부하전압

의 합전압은 입력전압 E에 부여되고 입력전원은 리액터의 축적에너지로 복귀된다.

입력전원 E는 그림3에서 보인 것 처럼 직류전원 E₁으로 대신할 수 있다. 여기서 이 전압의 관계는 다음과 같이 주어진다.

$$E = E_1 + E_2 \tag{1}$$

그림3에 보인 회로는 스텝 다운/업 초퍼로써 동작한다. 이 초퍼는 출력전압을 트랜지스터의 듀티비에 따라서 입력전압 보다 더욱 더 높거나 낮게 조절할 수 있다.

그림3에서 리액터는 Tr₁이 온 동안 직류전원 E₁으로 부터 에너지를 축적한다. Tr₁이 오프하면 다이오드 D₂는 온 상태로 되고 리액터에 축적된 에너지는 부하로 전송된다.

Tr₂가 온하면 다이오드 D₁은 역 바이어스되고 부하는 리액터 L에 에너지를 공급한다. 리액터 전류는 Tr₂가 오프하는 동안 다이오드 D₁으로 흐르고 축적에너지는 입력전원으로 복귀된다.

그림3의 스텝 다운/업 초퍼에 있어서 전기적 절연이 요구될때 에너지 축적 리액터 L을 대신하여 변압기 결합에 의한 전기적 절연이 성립됨을 알 수 있다.

III. 전기적 절연의 직류-직류 컨버터

3.1 전기적 절연의 스텝 다운/업 초퍼

전기적 절연을 얻기 위해서 그림4에 제안된 회로를 나타낸다. 이 회로는 전기적으로 절연된 스텝 다운/업 초퍼이며, 회로구성이 극히 간단하다. 트랜지스터 Tr₁와 다이오드 D₂가 번갈아 턴-온, 턴-오프로 될 때 입력전류 I_s와 리액터 전류 I_a는 번갈아 각각 흐른다. 또한 Tr₂와 D₁도 상호 동작으로 번갈아서 전류 I_s와 I_a를 흘린다. 그러므로 E₁측과 E₂측으로 리액터를 분리할 수 있다. 그래서 그림4에 보인 회로는 변압기로부터 절연된다.

변압기 결합에 의해서 효율의 증대, 제어 성능 향상 등의 절연특성을 이용할 수가 있다. 변압기의 용량은 전력용 반도체 스위칭 소자의 정격 한도로 설정하면 되므로 장치의 소형화를 가져온다.

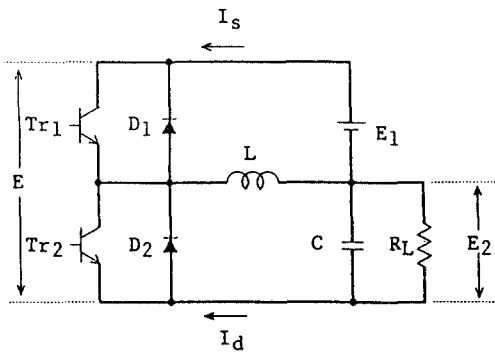


그림 3. 스텝 다운/업 초퍼.
Fig 3. Step-down/up chopper.

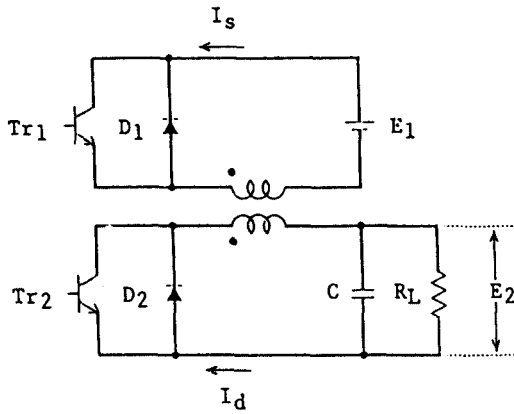


그림 4. 전기적 절연을 가진 스텝 다운/업 초퍼.
Fig 4. Step-down/up chopper with electric isolation.

3.2 전압적분치 제어법에 의한 직류-직류 컨버터

(1) 회로구성과 동작원리

그림5는 그림4에 보인 회로를 기본으로 한 전기적 절연의 새로운 양방향 직류-직류 컨버터를 보인다.

직류부에 설치한 절연 변압기는 높은 반복 주파수이므로 소형화 할 수 있으며, 최근 전력 초파와 스위칭 레귤레이터 기술의 진보는 고속, 고정밀로 직류전압을 제어한다.

제시된 회로는 스텝 다운/업 초퍼를 기본으로 하여 절연변압기 사용으로 전기적 절연의 양방향 직류-직류 컨버터에 대한 새로운 제어기술을 제안한다.

그리고 적분치 제어 방식에 의해 세팅전압과 검출 전압과의 차이 전압인 에러전압을 적분하여 비교기를 통해 제어신호가 선택되는 구동방식이며, 전류방

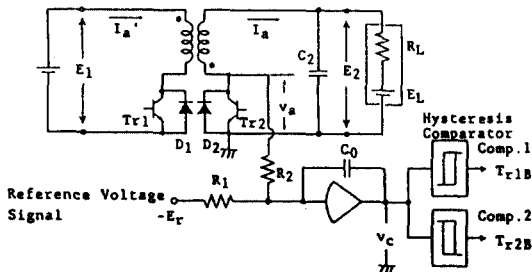


그림 5. 전압적분제어법에 의한 DC-DC 컨버터.
Fig 5. Bidirectional DC-DC converter with integrated voltage control

향의 검출 없이 자동적으로 선택되므로 시스템 구성이 간단하고 제어오차가 적으며 부하의 변동에 대하여 빠른 출력응답을 얻을 수 있다.

동작원리는 다음과 같이 구동 모드와 회생 모드의 양방향의 동작이 이루어진다.

구동 : Tr1의 온에 의하여 전류는 콘덴서 C2를 충전하는 방향으로 흐르고, Tr1의 듀티비에 의해서 콘덴서 C2의 전압 E2을 제어한다. 이때 Tr2는 오프이다.

회생 : Tr2의 온에 의하여 전류는 콘덴서 C2를 방전하는 방향으로 흐르고 Tr2의 듀티비에 의해서 콘덴서 C2의 전압 E2을 제어한다.

회생 모드에 의하여 부하측에서 초과된 전력을 전원측으로 되돌려 자기에너지로 다시 회생시키므로 리액터에 축적된 에너지에 의한 전압의 상승을 억제할 수 있으며, 부하의 범위에 제약을 받지 않는다.

(2) 전압적분치 제어원리

그림5는 적분전압 제어에 의하여 Tr2의 단자전압 Va을 안정화하기 위한 방법이다. 이 방법에서는 Tr2의 순시전압 Va와 기준전압 Er간의 차동전압으로써 적분된다. 이것을 히스테리시스를 가지는 두개의 비교기 Comp.1 및 Comp.2에 가한다. 트랜지스터 Tr2와 Tr1은 Comp.1과 Comp.2에 따라서 온, 오프로 구동된다. 적분전압 양의 값은 부의 값과 항상 동등하다. 즉, 두 양과 음의 전압은 매 반사이클에서 서로 상쇄된다. 그래서 부하의 평균전압은 기준전압과 같다.

Comp.1과 Comp.2의 출력단은 플립플롭 회로에 연결되어 각각의 트랜지스터 베이스 입력에 인가되는 방식으로 하여 시동이나 오동작 등에 대한 Tr1 및 Tr2의 단락구동을 방지하여 회로의 신뢰성을 높여 주게된다. 통상의 경우에는 고려하지 않아도 좋으므로 회로상에서 제외 시켰다.

비록 스텝 다운/업 초퍼가 본래 전압조정으로는 미약 할지라도 적분전압 제어는 일정한 값으로 출력전압을 유지할 수 있다. 적분 에러전압 Vc는 다음과 같이 주어진다.

$$v_c = -\frac{1}{C_0} \int \left(\frac{v_a}{R_2} - \frac{E_r}{R_1} \right) \cdot dt \quad (2)$$

여기서 Tr2의 단자전압 Va은 검출전압이며 Er는 기준전압이다. 그리고 $V_a^* = (R_2/R_1)E_r$ 로써 세팅전압

으로 정의하면

$$v_c = -\frac{1}{R_2 C_0} \int (v_a - V_a^*) \cdot dt \quad (3)$$

로 주어진다. 전압 V_c 는 병렬로 두 비교기에 입력된다. 비교기의 임계전압은 큰 범위로 세팅된다. 즉, 비교기 1보다 더욱더 높게, 더욱더 낮게, 비교기 2보다 더욱더 높게, 더욱더 낮게 제라기 세팅한다.

공급전압 E_1 이 부하전압 E_2 보다 클 때 전류 I_a 는 Tr_1 과 D_2 를 통해 흐르고 전압 V_a 는 비교기 1의 온-오프에 따라서 Tr_1 으로 부터 제어되며 이때 Tr_2 는 오프이다. 회생 모드에서는 전류 I_a 는 Tr_2 와 D_1 을 통해 흐른다. 그리고 전압 V_a 는 비교기 2의 온-오프에 따라서 Tr_2 로 부터 제어되며 이때 Tr_1 은 오프이다. 식(3)에서 전압 V_c 는 각 한사이클의 말단의 값과 같은 값을 가지므로 검출전압의 평균전압 V_a 는 다음과 같이 주어진다.

$$V_a = V_a^* \quad (4)$$

즉, 평균전압은 세팅전압과 같다. 적분전압 제어에서 동작될 비교기는 전류 방향의 검출 없이 자동적으로 선택된다. 또한 정의 오차 적분치와 부의 오차 적분치는 초과외 1주기 마다 상쇄하도록 V_a 의 평균치 V_a 를 항상 설정치 V_a^* 와 같게 제어하여, 과도응답도 1주기로 끝마치게 될 수 있다.

윗 식의 관계는 전류의 연속 및 불연속, 전원전압의 변동 등에 있어서 V_a 의 변화에 관계하지 않고 성립하고, 또한 각각 비교기의 히스테리시스 폭에도 무관하다.

부하전압 E_2 는 다음과 같다.

$$E_2 = V_a - R_a \cdot I_a \quad (5)$$

여기서 R_a 는 결합 리액터의 저항이다.

전압 E_2 는 저항 R_a 를 무시할 수 있기 때문에 거의 일정하다.

이상에서 제시한 전압적분 제어법에는 전류구동의 진폭이 일정하게 되므로, 전류 순시치 제어와 논리회로로써 원활하게 결합하는 것이 가능하다.

IV. 실험결과 및 고찰

4.1 실험결과

실험회로인 그림5에서 주요한 회로변수는 $R_1 = 10[k\Omega]$, $R_2 = 100[k\Omega]$, $C_0 = 0.0033[\mu F]$, $C_2 = 470[\mu F]$ 이고 히스테리시스 폭은 $4[V]$ 로써 비교기의 구형과 출력신호를 발생한다.

그림6과 그림7은 구동 모드에서 전압과 전류파형을 보인다. 부하전류가 크면 전류는 그림6(a)와 (b)에서 보인것 처럼 연속적인 파형이다. 부하전류가 적어지면 전류는 그림7(a)와 (b)에서 보인 것 처럼 불연속이다.

그림6과 그림7에서 트랜지스터 Tr_1 은 Tr_2 가 오프 동안에 동작한다. 그림8과 9는 회생 모드에서의 전압과 전류파형을 보인다. 이 모드에서 Tr_2 는 Tr_1 이 오프 동안에 동작한다.

그림6에서 그림9까지의 결과파형에서 보여 주듯이 부하의 대소에 관계없이 구동 모드에서 회생 모드에 걸친 연속적인 동작에 의하여 리액터 전류를 연속적으로 만들어 준다.

출력특성은 그림10에 보인다. 그 평균 전압 V_a 는 전류 I_a 의 정에서 부에 걸쳐서 매우 정확하게 세팅전압과 거의 같게 유지된다. 또한 구동 동작에 있어서 전류가 연속하는 경우는 $V_a = R_a I_a + E_2$ 로서 $I_a > 0$ 로 되고 $V_a > E_2$ 로 되어 적분치 제어회로는 트랜지스터 Tr_1 을 동작시킨다. 회생 동작에서는 $I_a < 0$ 이고 $V_a < E_2$ 로 되므로 적분제어 회로는 트랜지스터 Tr_2 를 동작시킨다.

그림11은 과도응답의 실험 결과를 보인다. 계단 응답에 대해서 세팅전압 V_a^* 는 E_L 보다 더욱 큰 V_a^* 에서 E_L 보다 더욱 적은 V_a^* 로 변화한다. 정 전력에서 부 전력으로 전환되는 시간이 $0.5[ms]$ 이다. Tr_1 과 Tr_2 의 전향은 $I_a = 0$ 에서 일어난다. 이것은 적분전압 제어에 의하여 전류의 검출없이 자동적으로 각 상한에 대하여 소자의 온, 오프가 결정되고 상한 절환시 즉, 과도상태에서 오프 셋의 영향이 없음을 알 수 있으며 극히 단시간에서의 안정성을 보여준다.

4.2 고찰

이상에서와 같이 절연형 양방향 직류-직류 컨버터에 출력전압의 순시치와 전압 설정치의 차를 적분하여 그 결과치를 히스테리시스를 가지는 두개의 비교기에 병렬로 공급하여 구동되는 적분전압 제어기법을 적용하였으며, 동작 되어지는 스위치들은 전류방향의 검출없이 자동적으로 선택되었다.

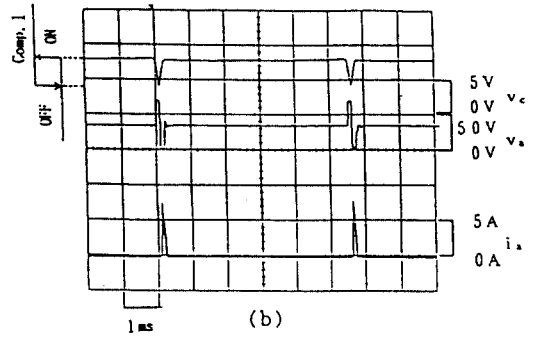
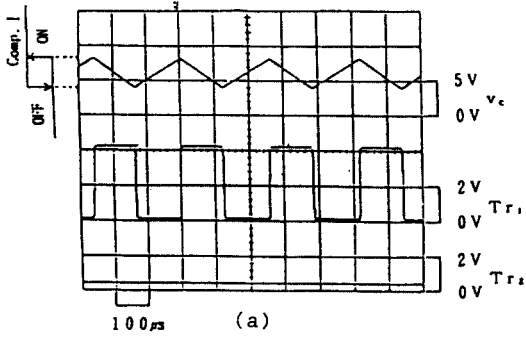


그림 7. 그림5의 전압, 전류 파형(구동모드에서 불연속적인 경우)

Fig 7. Voltage and current waveforms in Fig.5. (discontinuous-conduction in drive mode)

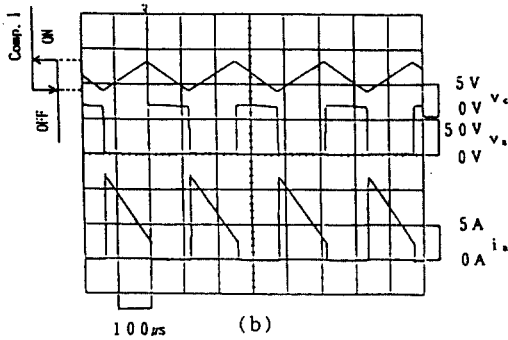


그림 6. 그림5의 전압, 전류 파형(구동모드에서 연속적인 경우)

Fig 6. Voltage and current waveforms in Fig.5. (continuous-conduction in drive mode)

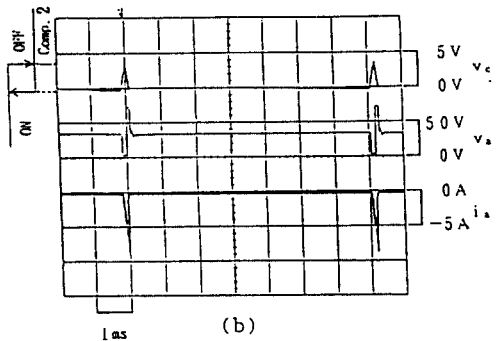
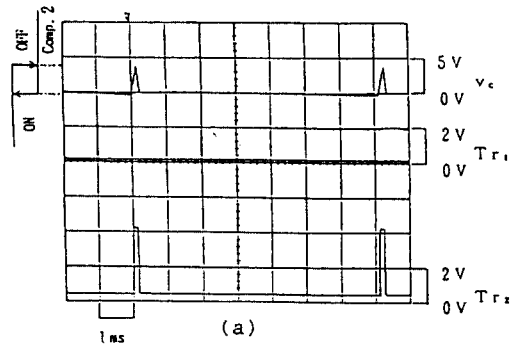
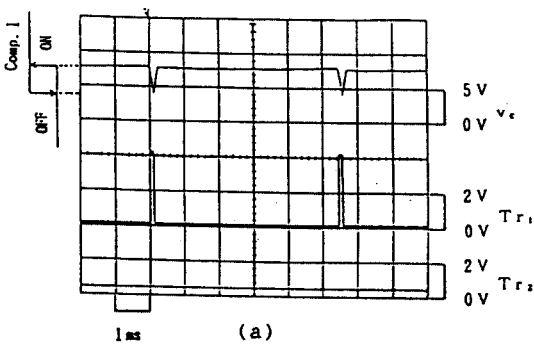


그림 8. 그림5의 전압, 전류 파형(회생모드에서 불연속적인 경우)

Fig 8. Voltage and current waveforms in Fig.5. (discontinuous-conduction in regeneration mode)



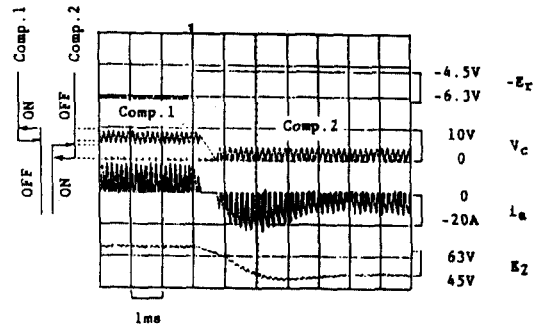
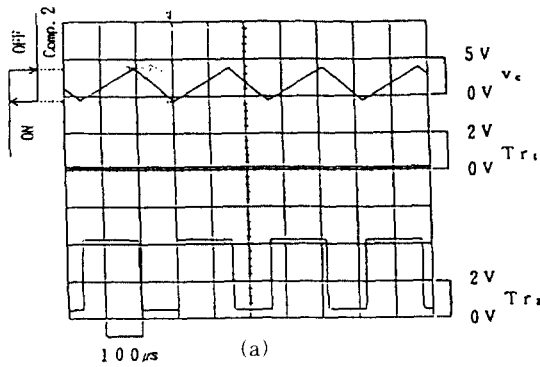


그림 11. 회생에서 구동모드로 변환시의 파형
 Fig 11. Waveforms from drive to regeneration mode

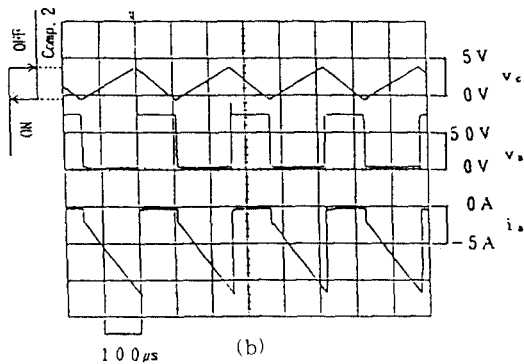


그림 9. 그림5의 전압, 전류 파형(회생모드에서 연속적인 경우)
 Fig 9. Voltage and current waveforms in Fig.5. (contiuous-conduction in regeneration mode)

그 결과 제어응답 특성이 양호하고 넓은 제어범위의 결과를 얻었다. 또한 리액터 L의 축적에너지는 부하측 진송 또는 전원측 복귀, 즉 구동과 회생 동작에 의하여 부하 변동에 관계없이 리액터 전류를 연속적으로 만들어 준다. 이것은 일반적인 직류 컨버터에서 나타나는 경부하시의 불연속 모드에 의한 자기에너지에 기인한 출력전압의 상승을 억제해 줄 수 있다. 그 결과 출력전압은 부하전류의 정에서 부의 방향에 대해 기준전압에 따라서 매우 정확하게 제어되었다.

또한 계단응답 결과에서 보여 주듯이 절연에 의한 빠른 출력전압에 추종하여 매우 양호하고 빠른 과도 응답 특성이 얻어진다.

V. 결 론

기존의 전력변환 시스템은 직류링크부에서 전원전압의 제어가 제한되는 등의 문제로 부하측 제어가 원활히 되지 않는다. 이를 개선하기 위해 본 논문에서는 직류링크부의 전기적 절연이 보장된 전압적분 제어기법의 양방향 DC-DC 컨버터를 제안 하였다.

이것은 직류링크부에 절연변압기를 삽입하여 절연에 의한 효율의 증대, 변압비 및 제어 성능 향상, 보호회로 구분 등의 절연 특성을 이용할 수 있으며 사용 변압기는 높은 반복 주파수화에 의해 소형화 할 수 있다.

또한 적분전압 제어기법에 의해서 동작 되어지는 스위치들은 전류방향의 검출없이 자동적으로 선택되었다.

그 결과 제어오차가 적고 제어범위가 넓으며 제어 응답이 양호한 출력응답 특성들을 얻을 수 있었다.

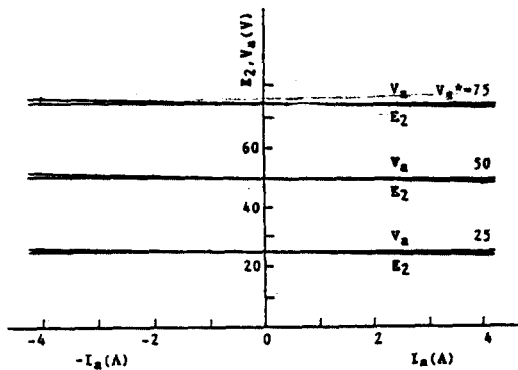


그림 10. 출력특성
 Fig 10. Output characteristics

그리고 유도전류가 경부하에서 불연속 모드로 될 때 관계적인 직류컨버터 회로는 자기에너지에 기인하여 출력전압을 크게 증가시켰는데, 제안된 양방향 적분전압 제어의 방식을 사용함으로써 이 문제가 해결되었다. 또한 출력전압이 세팅전압 보다 크게 될 때는 이 새로운 양방향 직류 컨버터 회로는 교류 전원에 그 증가한 에너지를 되돌려 줌으로써 출력전압을 제어할 수 있었다. 출력전압은 부하전류의 정에서 부의 방향에 대해 기준전압에 따라서 매우 정확하게 제어 되었다.

이상의 연구결과를 실용화 할때 회전기의 정밀한 속도제어, 통신기기의 전원회로에서 정전압 특성등을 양호하게 제어하는데 기대되는바 클 것으로 생각된다.

참 고 문 헌

1. H. Matsuo and K.Harada, "New DC-DC Converters with Energy Storage Reactor," IEEE Trans. Magnetics, MAG-13, No.5, 1977
2. 入江, "DC 초오프바의電壓積分値制御方式による値流他動電動機の驅動特性," Trans. IEE Japan,

- Vol.102-B, No.12, pp.769-776, 1982
3. S.Cuk, R.D.Middlebrook, "Advances Switched-Mode Power Conversion Part I," IEEE Trans, Vol. IE-30, No.1, pp.10-15, 1983
4. H.Irie, "Unifysis Analysis for 3 Types of DC-DC Converter," IPEC-Tokyo '83, pp.504-508, 1983
5. 入江, "2象限 초오프바의電壓積分値制御,"昭和61年 日本 電氣學會全國大會, No.502, p.582, 1986
6. 入江, 山下, "電壓積分値制御を應用した昇壓 초오프바의變壓比一定制御,"昭和63年 日本 電氣學會全國大會, No.578, p.693, 1988
7. 입강, "電壓積分値制御を用した四象限 초오프바의電壓制御," Trans. IEE Japna, Vol.109-D, No.4, pp.259-266, 1989
8. 山下, 入江, "電壓積分値制御 초오프바による單相整流回路のえリプル補償,"平成元年 日本 電氣學會全國大會, No.575, 1989
9. M.Inoue, H.Irie and K.Taniguchi, "Bidirectional DC-DC Converter with Electric Isolation," IEE Japan, SPC-90-9, 1990

본 연구는 한국전력공사와 기초전력공학 공동연구소가 주관하는 연구비(과제번호 92-561)로 수행 되었음.



李 鉉 雨(Hyun Woo Lee) 정회원
 1953년 4월 28일생
 1979년 2월 : 동아대학교 전기공학과 학사
 1984년 8월 : 영남대학교 대학원 전기공학과 석사
 1992년 8월 : 동아대학교 대학원 전기공학과 박사

1993년~현재 : 경남대학교 공대 전기공학과 조교수



徐 基 永(Ki Young Suh) 정회원
 1942년 4월 18일생
 1965년 2월 : 한양대학교 전기공학과 학사
 1980년 8월 : 한양대학교 대학원 전기공학과 석사
 1988년 2월 : 한양대학교 대학원 전기공학과 박사

1993년~현재 : 경남대학교 공대 전기공학과 교수